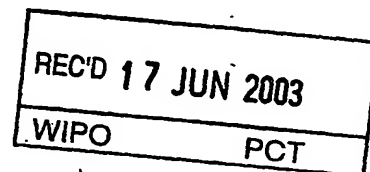


# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

1B/03/2146



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 102 26 213.6

**Anmeldetag:** 13. Juni 2002

**Anmelder/Inhaber:** Philips Intellectual Property & Standards GmbH,  
Hamburg/DE  
(vormals: Philips Corporate Intellectual Property GmbH)

**Bezeichnung:** Schaltkreis mit einem Wandler

**IPC:** H 02 M, H 05 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der  
ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 3. Juni 2003  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

Weihmayer

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

**BEST AVAILABLE COPY**



## ZUSAMMENFASSUNG

### Schaltkreis mit einem Wandler

Die Erfindung betrifft einen Schaltkreis (1) mit einem Wandler (2) zum Umwandeln einer Wechselspannung in eine Gleichspannung, der eine Diodenhalbbrücke (8), eine Schalter-  
5 halbbrücke (10) und zwei Gleichstromschienen (20, 25) aufweist. Erfindungsgemäß weist der Wandler (2) einen zweiten Wandler (3) zum Umwandeln der Wechselspannung in eine zweite Gleichspannung auf.

Fig. 1

10

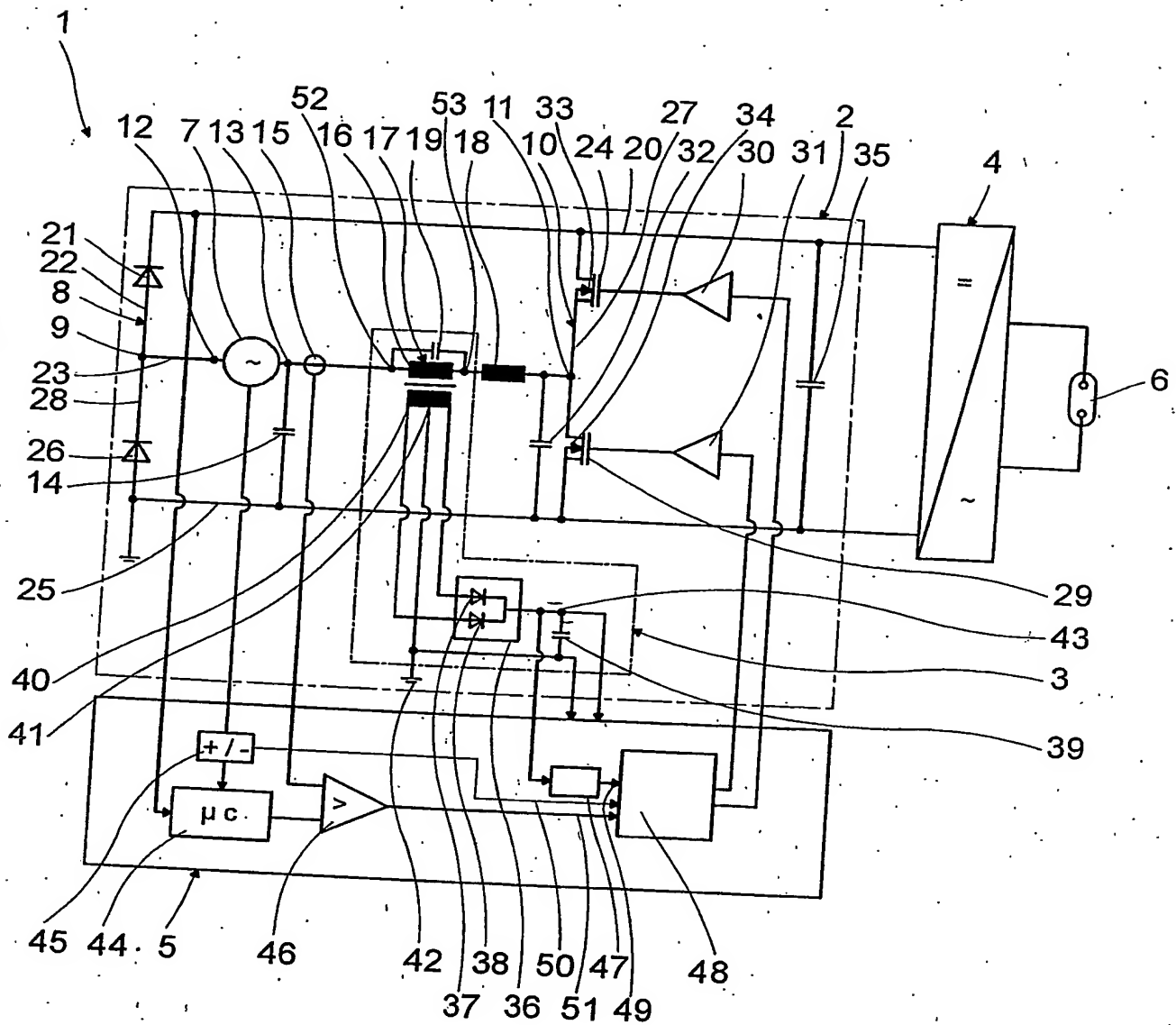


Fig. 1

## BESCHREIBUNG

Schaltkreis mit einem Wandler

Die Erfindung betrifft einen Schaltkreis mit einem Wandler zum Umwandeln einer Wechselspannung in eine Gleichspannung, der eine Diodenhalbrücke mit zwei Dioden  
5 und einen ersten Mittelabgriff, eine Schalterhalbrücke mit zwei Schaltern und einen zweiten Mittelabgriff, eine Hochfrequenzdrossel und zwei Anschlüsse in Reihe zu der Hochfrequenzdrossel und zum Anschließen an eine Netzspannungsquelle zwischen den beiden Mittelabgriffen aufweist, wobei eine erste Gleichstromschiene mittels einer ersten Diode der Diodenhalbrücke und einer elektrisch leitfähigen Verbindung mit dem ersten  
10 Mittelabgriff und mittels eines ersten Schalters der Schalterhalbrücke und einer elektrisch leitfähigen Verbindung mit dem zweiten Mittelabgriff und eine zweite Gleichstromschiene mittels einer zweiten Diode der Diodenhalbrücke und einer elektrisch leitfähigen Verbindung mit dem ersten Mittelabgriff und mittels eines zweiten Schalters der Schalterhalbrücke und einer elektrisch leitfähigen Verbindung mit dem zweiten  
15 Mittelabgriff verbunden ist.

Aus der WO 01/33915 A1 ist ein solcher Schaltkreis bekannt. Der Schaltkreis weist einen ersten Wandler zum Wandeln einer Wechselspannung aus einer Netzspannungsquelle in eine Gleichspannung auf. Ein zweiter Wandler wandelt die Gleichspannung in  
20 eine Wechselspannung um, mit der eine Hochdruckgasentladungslampe eines Datenprojektors versorgt wird. Ein Wandler zum Betrieb von Steuergeräten ist nicht vorgesehen.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, den Schaltkreis zu verbessern und  
25 insbesondere einen Wandler zur Bereitstellung einer Leistung in einem potentialgetrennten Niederspannungsbereich anzugeben.

Diese Aufgabe wird gemäss der Merkmale des Anspruch 1 gelöst. Erfindungsgemäß weist der Wandler einen zweiten Wandler zum Umwandeln der Wechselspannung in eine zweite Gleichspannung auf. Der zweite Wandler ist in dem ersten Wandler integriert, so dass Komponenten zur Umwandlung von Spannungen eingespart sind.

5 In vorteilhafter Weise bilden die Netzspannungsquelle, ein Eingang des Wandlers und die Hochfrequenzdrossel eine Reihenschaltung. Damit kann der in der Hochfrequenzdrossel fließende Hochfrequenzstrom zur Bereitstellung der weiteren potential getrennten Spannungsversorgung verwendet werden.

10 In vorteilhafter Weise weist der zweite Wandler eine frequenzabhängige Energieübertragung auf. Durch Veränderung der Frequenz lässt sich die Leistungsabgabe am Ausgang des zweiten Wandlers verstellen. Dadurch lässt sich die Spannung am Ausgang des zweiten Konverters auf einen gewünschten Wert einstellen.

15 In vorteilhafter Weise ist der Wandler zwischen der Hochfrequenzdrossel und der Netzspannungsquelle angeordnet. Damit ist der Wandler weniger störanfällig.

20 In einfacher Weise weist der Wandler einen Transformator auf. Der Transformator weist Spulen auf, mit deren Hilfe sich in einfacher Weise eine gewünschte Spannung potentialfrei erzeugen lässt. Ein Gleichrichter auf der Sekundärseite des Transformators wandelt die zunächst vorliegende Wechselspannung in eine Gleichspannung um, wie sie für den Betrieb von elektronischen Signalschaltungen benötigt wird.

25 In einfacher Weise weist der Wandler einen Resonanzkondensator auf. Mittels des Resonanzkondensators und einer Annäherung der Schaltfrequenz der Schalterhalbbrücke an die Resonanzfrequenz lässt sich die Energieübertragung über den zweiten Wandler beeinflussen. In einer ersten Ausführungsform ist der Resonanzkondensator parallel zur Eingangswicklung des Transformators geschaltet. In einer zweiten Ausführungsform  
30 liegt der Resonanzkondensator auf einer Verbindung zwischen einem Mittelpunkt

zwischen der Hochfrequenzdrossel und dem Transformator und einer der beiden Gleichstromschienen.

In vorteilhafter Weise weist der Wandler eine Steuerung auf, der die Frequenz, mit der die Transistoren der Schalterhalbbrücke abwechselnd ein- und ausgeschaltet werden, in einem Bereich von 50 Hz bis 1000 kHz, in vorteilhafter Weise in einem Bereich von 200 bis 800 kHz, insbesondere zwischen 300 und 580 kHz steuert. Die hohe Schaltfrequenz erlaubt es, die reaktiven Komponenten des Wandlers, im folgenden auch Konverter genannt, besonders klein auszuführen. Wird der Stromverlauf durch geeignete Wahl der Ein- Ausschaltzeiten so gewählt, dass sich das Vorzeichen des Stromes in der Hochfrequenzdrossel in jedem Hochfrequenzschaltzyklus zweimal umkehrt, so lässt sich ein besonders verlustarmer Betrieb der Schalterhalbbrücke bewirken. Außerdem lässt sich durch Verändern der Ein- und Ausschaltdauer der Schalter der Mittelwert des Konverterstromes, d.h. der Strom des Konverters ohne die hochfrequente Schwankungen, in weiten Grenzen verändern. Zweckmäßigerweise werden die Ein- und Ausschaltzeiten so eingestellt, dass sich ein sinusähnlicher Stromverlauf im Stromversorgungsnetz ergibt. Die Steuerung verringert die Differenz der Betriebsfrequenz zur Frequenz der maximalen Energieübertragung, wenn die Ausgangsspannung des zweiten Wandlers geringer als gewünscht ist, und vergrößert die Differenz zur Frequenz der maximalen Energieübertragung, wenn die Ausgangsspannung des zweiten Wandlers höher ist als gewünscht.

Während der positiven Netzhalbwellen

- wird ein Stromreferenzwert gebildet, der einem Augenblickswert des Stromes in der Hochfrequenzdrossel kleiner als Null entspricht
- löst das Unterschreiten des Referenzwertes ein Ausschalten des ersten Schalters und Einschalten des zweiten Schalters aus
- wird eine Frequenz gebildet, die umso höher ist, je höher die Ausgangsspannung des Wandlers über der gewünschten Ausgangsspannung liegt

- bewirkt das Auftreten eines Impulses der erwähnten Frequenz ein Ausschalten des zweiten Schalters und ein Einschalten des ersten Schalters
- kann die Einschaltzeit des ersten Schalters eine vorherbestimmte Mindestzeit nicht unterschreiten

5 und während der negativen Netzhalbwellen

- wird ein Stromreferenzwert gebildet, der einem Augenblickswert des Stromes in der Hochfrequenzdrossel größer als Null entspricht
- löst das Überschreiten des Referenzwertes ein Ausschalten des zweiten Schalters und Einschalten des ersten Schalters aus

10 - wird eine Frequenz gebildet, die umso höher ist, je höher die

- Ausgangsspannung des Wandlers über der gewünschten Ausgangsspannung liegt
- bewirkt das Auftreten eines Impulses der erwähnten Frequenz ein Ausschalten des ersten Schalters und ein Einschalten des zweiten Schalters
- kann die Einschaltzeit des zweiten Schalters eine vorherbestimmte Mindestzeit nicht unterschreiten,

15 wobei die Netzspannung positiv gezählt wird, wenn das Potential des diodenbrücken-seitigen Anschlusses unter dem Potential des anderen Netzanschlusses liegt und Ströme in der Netzspannungsquelle, im Wandler und der Hochfrequenzdrossel werden positiv gezählt, wenn sie in Richtung auf die Schalterhalbbrücke fließen.

20

In vorteilhafter Weise weist der Wandler einen Eingangskondensator auf, an dem während des Nulldurchgangs des Netzes eine Eingangsspannung zur Verfügung gestellt ist. Damit ist für jede Halbwellen und insbesondere für den Nulldurchgang der Netzspannungsquelle ein Stromfluss und damit eine kontinuierliche Leistungsabgabe für den

25 zweiten Wandler gewährleistet. Gleichzeitig verringert er den Anteil der hochfrequenten Ströme, die vom Wandler unerwünscht in das Stromversorgungsnetz gelangen.

In vorteilhafter Weise wird die Spannung am Eingangskondensator durch die Steuerung so begrenzt, dass sie weder Null wird, noch den Wert der Konverterausgangsspannung annimmt. Das lässt sich zum Beispiel dadurch erreichen, dass das Tastverhältnis, im

30

folgenden auch Tastgrad genannt, der Schalter der zweiten Halbbrücke einen bestimmten Wertebereich, z.B. 5 % bis 95 %, nicht verlässt. Der Tastgrad ist definiert, als das Verhältnis der Einschaltdauer eines Schalters zur Gesamtdauer eines Schaltzyklus. In vorteilhafter Weise wird die Begrenzung der Eingangskondensatorspannung durch eine stromunabhängige Tastgradbegrenzung für die Schalter und der Schalterbrücke erreicht. Die Steuerung stellt den mittleren Strom des Konverters so ein, dass weder die Spannung am Eingangskondensator noch die Differenz der Spannung am Eingangskondensator zur Ausgangsspannung des Konverters einen Minimalwert unterschreitet.

10 Zum besseren Verständnis der Erfindung wird nachstehend ein Ausführungsbeispiel anhand der Zeichnung näher erläutert.

Es zeigen

15 Fig. 1 einen Schaltkreis mit einer Entladungslampe,

Fig. 2 ein Logikschaltteil mit Verknüpfungsgliedern,

20 Fig. 3 ein Zeitdiagramm mit einem Stromverlauf in der Hochfrequenzdrossel während der positiven Netzhalbwellen,

Fig. 4 ein zweites Zeitdiagramm mit einem zweiten Stromverlauf in der Hochfrequenzdrossel während der negativen Netzhalbwellen,

25 Fig. 5 einen Signalverlauf am Ausgang einer Erkennungsschaltung für die Polarität der Netzspannung,

Fig. 6 ein Schaltsignal und

30 Fig. 7 einen Stromverlauf des Netzstromes, eingebettet in Hüllkurven.



Figur 1 zeigt einen Schaltkreis 1 mit Wandlern 2, 3, und 4, einer Steuerung 5 und einer Hochdruckgasentladungslampe 6. Der Wandler 2 wird von einer Netzspannungsquelle 7 gespeist und wandelt deren Wechselspannung in eine Gleichspannung um. Der Wandler 2 weist eine passive Diodenhalbrücke 8, im folgenden auch Diodenbrücke genannt, mit einem Mittelabgriff 9 und einen Feldeffekttransistor-Halbrücken-zweig 10, im folgenden auch FET-Brücke, Transistor- oder Schalterbrücke genannt, mit einem Mittelabgriff 11 auf. Die Netzspannungsquelle 7 weist zwei Anschlüsse 12 und 13 auf. Der Anschluss 12 ist auf dem Mittelabgriff 9 der Diodenbrücke 8 gelegt. Der Anschluss 13 ist mit einem Eingangskondensator 14 und über eine Reihenschaltung aus einem Strommessteil 15, einer Transformatorspule 16 eines Transformators 17 und einer Hochfrequenzdrossel 18 mit dem Mittelabgriff 11 der Schalterbrücke 10 verbunden. Ein Resonanzkondensator 19 liegt parallel der Transformatorspule 16. Der Anschluss 13 wird auch als Eingang des Wandlers 2 bezeichnet. Die Spulen 16 und 18 bilden eine Spulenkombination 16, 18. Der Mittelabgriff 11 wird auch als rechte Seite der Spulenkombination 16, 18 bezeichnet.

15

Eine erste Gleichstromschiene 20 ist mittels einer ersten Diode 21 der Diodenbrücke 8 mit dem Mittelabgriff 9 und damit mit der Netzspannungsquelle 7 über elektrisch leitfähige Verbindungen 22 und 23 verbunden. Die erste Gleichstromschiene 20 ist des weiteren mittels eines Halbleiter-Leistungsschalters 24, im folgenden auch Schalter oder Transistor genannt, mit dem Mittelabgriff 11 des Transistorzweiges 10 verbunden.

20

Eine zweite Gleichstromschiene 25 ist mittels einer zweiten Diode 26 der Diodenbrücke 8 mit dem Mittelabgriff 9 und damit mit der Netzspannungsquelle 7 über die elektrisch leitfähige Verbindung 23 und eine weitere elektrisch leitfähige Verbindung 28 verbunden. Die zweite Gleichstromschiene 25 ist des weiteren mittels eines Halbleiter-Leistungsschalters 29, im folgenden auch Schalter oder Transistor genannt, mit dem Mittelabgriff 11 des Transistorzweiges 10 verbunden. Der Mittelabgriff 11 ist mittels einer elektrisch leitfähigen Verbindung 27 mit den Leistungsschaltern 24 und 29 verbunden.

30

Die Transistoren 24 und 29 werden über Treiber 30 und 31 von der Steuerung 5 angesteuert. In vorteilhafter Weise verringert ein Kommutierungskondensator 32 zur Begrenzung der Spannungsänderungsgeschwindigkeit beim Umschalten des Stromes von dem Schalter 24 auf den Schalter 29 oder umgekehrt, auch  $dV/dt$  Kondensator genannt, die Verluste beim Umschalten des Stromes der Hochfrequenzdrossel von einem zum anderen der Schalter 24 und 29. Außerdem werden dadurch von der Schaltung ausgehende hochfrequente Störungen verringert. Ein Ausgangskondensator 35 ist zwischen den beiden Gleichstromschienen 20 und 25 angeordnet und glättet eine Ausgangsspannung des Wandlers 2. Die Spannung an diesem Kondensator entspricht einem ersten Ausgang des Konverters. Außerdem dient er als Energiereserve für die Zeiträume, in denen die Netzspannung nahezu Null ist. An den Schienen 20 und 25 liegt gewöhnlich eine Spannung von 400 Volt an, die für den dritten Wandler 4 bereitgestellt ist. Der Wandler 2 ist also ein Hochsetzsteller, der eine Energie aus der Netzspannungsquelle mit niedriger Spannung in eine Last mit höherer Spannung transportiert. Der dritte Wandler 4 wandelt die Gleichspannung von 400 Volt in einen geregelten Wechselstrom um und versorgt damit die Entladungslampe 6.

Der Wandler 3 weist den Transformator 17 mit der Spule 16, den Resonanzkondensator 19, einen Gleichrichter 36 mit zwei Dioden 37 und 38 und einen Glättungskondensator 39 auf. Der Transformator 17 weist des weiteren eine zweite potentialgetrennte Spule 40 auf, an deren Spulenenden jeweils eine der Dioden 37 und 38 angeschlossen ist. Ein Mittelabgriff 41 der Spule 40 bildet ein Massepotential 42 aus. Die Dioden 37 und 38 sind an Spulenenden der potentialgetrennten Spule 40 angeschlossen und so geschaltet, dass sie eine in der potentialgetrennten Spule 40 induzierte Wechselspannung gleichrichten. Zwischen einem Ausgang 43 des Gleichrichters 36 und dem Massepotential 42 liegt der Glättungskondensator 39 und eine Spannung von 5 Volt an. Die gezeigte Schaltung mit der sogenannten Zweiweggleichrichtung eignet sich besonders für kleine Ausgangsspannungen. Darüber hinaus sind auch andere Konfigurationen der Transformatorausgangsseite möglich, insbesondere Vollweggleichrichtung oder Schaltungen mit weiteren Abgriffen oder zusätzlichen ausgangsseitigen Wicklungen zur Bereitstellung

mehrerer verschiedener Ausgangsspannungen, die zueinander in einem festen Verhältnis stehen. Der Ausgang 43 eignet sich besonders dazu, die verschiedenen Signalkomponenten eines Projektors, z.B. Mikroprozessoren, mit Strom zu versorgen, da der Signalteil typischerweise mit frei zugänglichen Anschlussbuchsen galvanisch verbunden ist und

5 daher eine Potentialtrennung zum Wechselstromnetz erforderlich ist. Es ist außerdem vorteilhaft, den Transformator nicht am Mittelabgriff der Schalterbrücke einzufügen, sondern an der Seite des Netzanschlusses. Da hier nur geringe Wechselspannungsamplituden mit sinusähnlicher Form auftreten, ist mit erheblich weniger Hochfrequenzstörungen zu rechnen als in dem anderen Fall. Aus dem gleichen Grund erfolgt auch die

10 Messung des Konvertereingangstromes an der Verbindung des Transformators mit dem Eingangskondensator.

Die Steuerung 5 weist einen Mikrocomputer 44 mit einem Prozessor und einer Speicherperipherie, eine Erkennungsschaltung 45, einen Vergleicher 46, im folgenden auch

15 Komparator genannt, einen spannungsgesteuerten Oszillator 47 und ein Logikschaltteil 48 auf. Elektrisch leitfähige Signalleitungen 49, 50 und 51 führen von dem spannungsgesteuerten Oszillator 47 zum Logikschaltteil 48, von der Erkennungsschaltung 45 zu dem Logikschaltteil 48 und von dem Komparator 46 zu dem Logikschaltteil 48.

20 Anschlüsse 52 und 53 bilden einen Eingang 52, 53 des Wandlers aus.

Figur 2 zeigt das Logikschaltteil 48 mit drei Exklusiv-Oder-Gliedern 58, 59 und 60, einem Und-Glied 61, einem D-Flipflop 62 und drei Verzögerungsgliedern 63, 64 und 65, die nachfolgend auch als Verknüpfungsglieder 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64 und 65

25 bezeichnet werden. Das D-Flipflop 62 weist einen Eingang 66 auf (D-Eingang), der immer auf logisch „1“ gesetzt ist, im folgenden auch als logisch „High“ bezeichnet. Des weiteren weist das D-Flipflop 62 einen Ausgang 67 und einen negierten Ausgang 68 auf. Die Exklusiv-Oder-Glieder 58, 59 und 60 werden nachfolgend auch als Exor-Glieder bezeichnet.

Figur 3 zeigt ein Zeitdiagramm 70 für eine Netzspannung größer Null, bei dem ein Ausschnitt des Stromverlaufs 71 in der Hochfrequenzdrossel über die Zeit aufgetragen ist. Der Stromverlauf ist zickzackförmig und schaltet mit einer Frequenz zwischen 310 kHz und 550 kHz. Ein Referenzwert 72 markiert eine untere Grenze des Stromes, im folgenden auch Schwelle genannt. Wenn diese Grenze unterschritten wird, wird die Schalterhalbbrücke 10 umgeschaltet, so dass der Schalter 24 ausgeschaltet und der Schalter 29 eingeschaltet wird, worauf der Strom wieder ansteigt. Zu einem anderen Zeitpunkt 73 wird die Schalterhalbbrücke 10 wiederum umgeschaltet, so dass der Schalter 29 ausgeschaltet und der Schalter 24 eingeschaltet wird, worauf der Strom wieder absinkt.

Figur 4 zeigt ein Zeitdiagramm 80 für eine Netzspannung kleiner Null, bei dem ein Ausschnitt des Stromverlaufs 81 in der Hochfrequenzdrossel 18 über die Zeit aufgetragen ist. Der Stromverlauf ist zickzackförmig, wobei ein Referenzwert 82 eine obere Grenze des Stromes markiert. Wenn diese Grenze überschritten wird, wird die Schalterhalbbrücke 10 umgeschaltet, so dass der Schalter 29 ausgeschaltet und der Schalter 24 eingeschaltet wird worauf der Strom wieder zu sinkt. Zu den Zeitpunkten 83 und 84 wird wiederum die Schalterhalbbrücke 10 umgeschaltet, so dass der Schalter 24 ausgeschaltet und der Schalter 29 eingeschaltet wird, worauf der Strom wieder ansteigt.

Figur 5 zeigt ein Zeitdiagramm 90 mit einem Spannungssignal 91, das auf der Leitung 50 ansteht. Das Signal 91 ist dann auf logisch „1“ gesetzt, wenn die Netzspannung größer Null ist und wird von der Erkennungsschaltung 45 erzeugt.

Figur 6 zeigt ein Schaltsignal 100 des spannungsgesteuerten Oszillators 47, das auf der Leitung 49 ansteht und das das D-Flipflop 62 an dessen Takteingang schaltet.

Figur 7 zeigt einen zickzackförmigen Stromverlauf 110 in der Spannungsquelle 7. Der Stromverlauf ist von Hüllkurven 111 und 112 begrenzt, wobei die Hüllkurven einen sinusähnlichen Verlauf aufweisen. Die Frequenz der beiden Hüllkurven liegt bei 50 Hz

bis 60 Hz und entspricht der Frequenz der Netzspannung. Im Nulldurchgang der Netzspannung liegt ein Zeitbereich 113, bei dem der Stromverlauf um den Nullpunkt schwingt, so dass der mittlere Netzstrom hier verschwindet.

- 5 Die Funktion des Schaltkreises 1 lässt sich wie folgt beschreiben:

Eine Netzfrequenz der Netzspannungsquelle liegt zwischen 50 und 60 Hz. Eine Betriebsfrequenz des Wandlers 2 liegt zwischen 310 und 550 kHz und wird von einem Schaltzyklus der Transistoren 24 und 29 bestimmt. Eine Resonanzfrequenz eines Schwingkreises aus der Spulenkombination 16, 18 und dem Resonanzkondensator 19 liegt bei 310 KHz.

Die Steuerung 5 steuert die Betriebsfrequenz und den Tastgrad des Wandlers 2. Wird die Betriebsfrequenz auf bis zu 550 kHz angehoben, so entfernt sich die Betriebsfrequenz von der Resonanzfrequenz mit der Folge, dass der Strom am Ausgang des Wandlers 3 sinkt. Wird die Betriebsfrequenz auf bis zu 310 KHz abgesenkt, so nähert sich die Betriebsfrequenz der Resonanzfrequenz mit der Folge, dass der Strom am Ausgang des Wandlers 3 steigt. Es ist zweckmäßig, den Betriebsfrequenzbereich des spannungsgesteuerten Oszillators 47, englisch auch als voltage controlled oscillator oder kurz als VCO bezeichnet, auf Frequenzen oberhalb der Resonanz zu begrenzen, da unterhalb die Energieübertragung auf die Sekundärseite des Transformators wieder abfällt. Dies entspräche einer Vorzeichenumkehr des Regelsinnes, die leicht zu Instabilitäten und Schwingungen führen kann.

25 Die Steuerung 5 steuert die Frequenz also in einem Frequenzbereich so, dass sich eine ausreichende Energieversorgung für den Signalteil eines Gerätes der Büro- und Unterhaltungselektronik einstellt. Insbesondere wird die Frequenz so verstellt, dass die Ausgangsspannung des Wandlers 3 konstant ist. Solche Geräte sind Daten- und Videoprojektoren, Fernsehanlagen oder Computer mit Monitoren. Die Monitore sind als Flachbildschirme mit einer Flüssigkeitskristallanzeige, englisch auch als liquid crystal

display oder kurz als LCD bezeichnet, ausgeführt oder mit Kathodenstrahlröhren ausgerüstet. Z.B. könnte in einem LCD-Monitor an die Stelle der Hochdruckgasentladungslampe die Hintergrundbeleuchtung treten, während der Signalteil mit dem eines Projektors vergleichbar wäre.

5

Im Normalbetrieb beträgt die Ausgangsspannung des Wandlers 2, im folgenden auch Konverter genannt, 400 Volt. Die größte im Netz vorkommende Spannung beträgt ungefähr 360 Volt.

- 10 Eine positive Halbwelle der Netzspannungsquelle bedeutet, dass der Ausgang 13 mit einem Plus Zeichen und der Ausgang 12 mit einem Minus Zeichen versehen werden kann. Die Diode 21 sperrt und die Diode 26 ist durchgeschaltet. Da die Netzfrequenz im Vergleich zur der Betriebsfrequenz nahezu Null ist, kann der Augenblickswert der Netzspannung für einige Schaltzyklen des Konverters als konstant angesehen werden.
- 15 Die Funktion des Wandlers 2 in Abhängigkeit von der Steuerung 5 für eine Schaltperiode der beiden Transistoren 24 und 29 lässt sich dann wie folgt beschreiben:

- Wenn der Transistor 24 eingeschaltet wird, liegt am Eingang 13 des Konverters 2 der Augenblickswert der Netzspannung und an der rechten Seite der Spulenkombination 16,
- 20 18 die Ausgangsspannung des Konverters 2, die immer größer als die größte vorkommende Netzspannung ist. Damit ist die Spannung über der Spulenkombination 16, 18 der positiven Stromrichtung entgegengesetzt und der Strom wird in Richtung auf die Spannungsquelle 7 getrieben. Der Strom wird kleiner beziehungsweise negativer. Der Strom wird kleiner als die Schwelle 72, die vom Mikrocomputer 44 eingestellt ist und
- 25 der Komparator 46 schaltet. Das Logikschaltteil 48 schaltet den Transistor 24 aus und nach einer Totzeit den Transistor 29 ein.

- Nach dem Schalten der Transistoren 24 und 29 beträgt die Spannung am Mittelabgriff 11, also an der rechten Seite der Spulenkombination 16, 18 Null Volt. Vorausgesetzt
- 30 wird nunmehr, dass sich die Netzspannungsquelle außerhalb des Nulldurchgangs

befindet. Dann ist die Spannung am Eingang 13 des Konverters 2 größer als am Mittelabgriff 11 der Transistoren 24 und 29 und der Strom steigt an. Die Phase des Stromanstiegs wird vom VCO 47 begrenzt. Nach einer definierten Zeitdauer erzeugt der VCO 47 einen Impuls zu einem Zeitpunkt 73. Die Transistoren 24 und 29 werden über  
5 das Logikschaltteil 48 wieder zurückgeschaltet, dass heißt, dass der Transistor 29 aus- und der Transistor 24 nach einer Totzeit wieder eingeschaltet wird.

Bei einer negativen Halbwelle des Netzes ist die Diode 21 durchgeschaltet und die Diode 26 sperrt. Die Steuerungsfunktionen der Steuerung 5 sind nunmehr vertauscht,  
10 insbesondere sind die Funktionen des VCO 47 und des Komparators 46 vertauscht.

Bei einer Schaltperiode der Transistoren 24 und 29 schaltet der VCO 47 zu Zeitpunkten 83 und 84 den Transistor 29 ein und den Transistor 24 aus. Der Komparator 46 schaltet bei Erreichen der Schwelle 82 den Transistor 29 aus und den Transistor 24 ein.  
15

Durch das Umschalten der Transistoren 24 und 29 wird also bewirkt, dass immer eine hochfrequente Wechselspannung an der Spulenkombination 16-18 vorhanden ist. Dieses Prinzip wird auch dann aufrechterhalten, wenn sich die Spannung der Spannungsquelle 7 im Nulldurchgang befindet. Die Spannungsdifferenz wird dann mittels des Kondensators  
20 14 aufrecht erhalten. Wenn in der Nähe des Nulldurchganges der mittlere Eingangsstrom des Konverters auf Null eingestellt wird, sperren die Dioden 21 und 26 und trennen damit die Netzspannungsquelle 7 von dem Konverter 2 ab. Es ist allerdings sehr schwierig, mit Hilfe einer Stromregelung den Strom exakt auf Null einzustellen. Einfacher ist es, dies mit Hilfe einer Begrenzung des Tastgrades der Schalter 24 und 29  
25 zu erreichen. Der Tastgrad ist definiert als ein Verhältnis der jeweiligen Einschaltdauer zu der Gesamtdauer eines Schaltzyklus. An einer Spulenkombination muss über einen längeren Zeitraum hinweg die mittlere Spannung Null sein, wenn der Strom begrenzt sein, insbesondere auch im Mittel konstant sein soll. Wenn der Tastgrad des Schalters 24 nun 10 % und demzufolge der Tastgrad des Schalters 29 90 % ist, bedeutet dies, dass  
30 die mittlere Spannung am Mittelabgriff 11 der Schalterbrücke 10 10 % der

Ausgangsspannung des Wandlers 2 beträgt. Der Eingangsstrom verändert sich nun solange, bis auch die Eingangsspannung den gleichen Mittelwert erreicht hat. Wenn die Netzeingangsspannung während der positiven Netzhalbwellen unter diesen Wert fällt, würde der Konvertereingangsstrom negativ. Dies lässt die Diode 26 aber nicht zu. Daher stellt sich der Netzstrom und damit der mittlere Konvertereingangsstrom in diesem Moment auf Null ein und die Spannung am Eingangskondensator 14 bleibt konstant.

Mit Hilfe des Verzögerungsgliedes 63 wird erreicht, dass der Tastgrad des Transistors 29 während der positiven Netzhalbwellen nicht über 90 % steigen und während der negativen Netzhalbwellen nicht unter 10 % sinken kann. Dadurch wird erreicht, dass während der positiven Netzhalbwellen die Spannung am Kondensator 14 nicht unter 10% der Ausgangsspannung des Konverters 2 sinken und während der negativen Netzhalbwellen nicht über 90 % der Ausgangsspannung steigen kann. Die wirksame Spannung am Resonanzteil der Schaltung ist dadurch immer höher als 40 V. Das Tastgradverhältnis und die Begrenzung des Tastgradverhältnisses lässt sich mittels der Verknüpfungsglieder 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64 und 65 realisieren. Insbesondere die Verzögerungszeit des Verzögerungsgliedes 63 in Verbindung mit der VCO-Frequenz ist maßgeblich für die Tastgradbegrenzung.

Die Zeitverzögerungsglieder 64 und 65 verzögern jeweils die ansteigende Flanke, nicht jedoch die abfallende Flanke eines Eingangssignals. Die Zeitverzögerungsglieder 64 und 65 können mit Hilfe von Zählern oder von astabilen Kippschaltungen, im folgenden auch als retriggerbare monostabile Multivibratoren bezeichnet, realisiert werden.

Die Funktion des Logikschaltteiles 48 unter besonderer Berücksichtigung der Tastgradeinstellung lässt sich dann wie folgt beschreiben:

Sind Netzspannung und Netzstrom positiv, ist das Signal 91 auf logisch „High“ gesetzt und die Diode 26 leitet. Die positive Flanke des VCO 47 setzt nun das D-Flipflop 62, dessen Ausgang 67 den Zustand logisch „1“ annimmt, während der negierte Ausgang 68



logisch „0“ wird. Da das Signal auf der Signalleitung 50, das an einem zweiten Eingang des Exklusiv-Oder-Gliedes 59 anliegt, auf logisch „High“ gesetzt ist, entsteht an einem Ausgang des Exklusiv-Oder-Gliedes 59 logisch „0“. Dieser Zustand wird vom Verzögerungsglied 64 sofort zu dem Leistungstransistor 29 geleitet. Am Ausgang des Exor-Gliedes 60 entsteht logisch „1“, dieses Signal wird vom Verzögerungsglied 65 zeitverzögert zu dem Transistor 24 geleitet. Durch die Verzögerung des Signals wird erreicht, dass niemals beide Transistoren 24 und 29 gleichzeitig leitend sein können.

Der beschriebene Moment entspricht dem Zeitpunkt 73 im Zeitverlauf 70. Da nun die Ausgangsspannung am Ausgang 11 des Wandlers 2 über den eingeschalteten Transistor 24 der Netzspannung und dem Netzstrom entgegenwirkt, beginnt der Strom in der Spule 18, wie in dem Stromverlauf 71 dargestellt, zu fallen. Wenn der Stromwert den in dem Mikrocomputer 44 eingestellten Referenzwert 72 unterschreitet, entsteht am Ausgang des Komparators 46 das Signal logisch „0“. Dieses Signal wird dem Exor-Glied 58 zugeführt. Da an dessen zweiten Eingang auf der Signalleitung 50 logisch „1“ anliegt, entsteht in diesem Moment an dessen Ausgang ein Signal logisch „1“. Das Signal logisch „1“ wird über das Und-Glied 61 dem Rücksetzeingang des D-Flipflops 62 zugeführt, das daraufhin zurückgesetzt wird. Das Und-Glied 61 bewirkt in Verbindung mit dem Verzögerungsglied 63, dass unabhängig vom Zustand des Komparators 46 eine Mindestzeitdauer  $\Delta T_1$  eingehalten wird, bevor das D-Flipflop 62 zurückgesetzt wird. Dies hat zur Folge, dass für den Transistor 24 ein minimaler Tastgrad nicht unterschritten wird. Der Tastgrad errechnet sich aus dem Produkt der Mindestzeitdauer  $\Delta T_1$  und der Frequenz des VCO 47, also aus  $\Delta T_1 \cdot F_{VCO}$ . Die Mindestzeitdauer  $\Delta T_1$  wird so gewählt, dass auch während des Nulldurchganges eine Restspannung am Kondensator 14 aufrechterhalten wird, die den Betrieb des Wandlers 3 sicher stellt. Wird am Ausgang 67 logisch „0“ erzeugt, so wird der Ausgang des Exor-Gliedes 59 auf logisch „1“ gesetzt. Dieses Signal wird zeitverzögert dem Leistungstransistor 29 zugeführt. Gleichzeitig wird der negierte Ausgang 68 zu logisch „1“, was am Ausgang des Exor-Gliedes 60 zu logisch „0“ wird. Dieses Signal wird dem Leistungstransistor 24 unverzögert zugeführt. Dadurch liegt am Verbindungspunkt 11 der beiden

Leistungstransistoren 24 und 29 das Massepotential an, wodurch der Strom in der Spule 18 bei positiver Netzspannung wieder zu steigen beginnt. Dieser Zustand wird beibehalten bis zum nächsten Schaltsignal des VCO 47. Der mittlere Strom und damit auch der mittlere Netzeingangsstrom, der während eines Schaltzyklus in den Konverter fließt, ist näherungsweise der Mittelwert aus negativem und positivem Stromspitzenwert. Der negative Spitzenwert hängt dabei nur von der gewählten Schaltschwelle ab. Die Differenz des positiven Spitzenwertes zur Schaltschwelle ist in vielfältiger Weise vom Betriebszustand des Konverters abhängig, z.B. von der VCO-Frequenz und den Spannungen, aber nicht von der eingestellten Schaltschwelle selbst. Dadurch lässt sich durch Verändern der Schaltschwelle der mittlere Strom in gleichem Maße mit verändern, so dass der mittlere Konverterstrom allein über die eingestellte Schaltschwelle gesteuert werden kann. Bei negativer Netzspannung hat das Signal 91 den Wert logisch „0“ und die Eingangssignale an den Exor-Gliedern 59 und 60 gelangen unverändert durch die Exor-Glieder 59 und 60 hindurch, das bedeutet, dass die Exklusiv-Oder-Glieder 59 und 60 praktisch unwirksam geworden sind. Das Schaltsignal 100 bewirkt ein Setzen des D-Flipflops 62, anders als bei positiver Netzspannung wird nun dadurch jedoch der Leistungstristor 29 eingeschaltet. Bei negativem Netzstrom ist im übrigen die Netzdiode 21 leitend. Dadurch liegt am Eingangskondensator 14 die Differenz aus invertierter Netzspannung und der Ausgangsspannung des Wandlers 2 an, der Strom in der Spule 18 beginnt zu steigen, wie im Zeitverlauf der Figur 4 zu Zeitpunkten 83 und 84 dargestellt. Der Mikrocomputer 44 stellt einen anderen mehr positiven Referenzwert 82 ein. Wenn der Wert 82 überschritten wird, ergibt sich am Komparatorausgang ein Wert logisch „1“, der unverändert über das Exor-Glied 58 und das Und-Glied 61 dem Rücksetzeingang des D-Flipflops 62 zugeführt wird. Dadurch wird das D-Flipflop 62 zurückgesetzt, der Transistor 29 ausgeschaltet und der Transistor 24 eingeschaltet. Danach liegt der Verbindungspunkt 11 der beiden Transistoren 24 und 29 auf dem Potential der Ausgangsspannung des Wandlers 2. Bei negativer Netzspannung und leitender Diode 21 beginnt der Strom in der Spule 18 wieder zu fallen. Dieser Zustand wird solange beibehalten, bis der VCO 47 einen neuen Schaltimpuls 100 liefert. Auch hierbei dient das Und-Glied 61 in Verbindung mit dem Verzögerungsglied 63 dazu, eine

Mindestzeit  $\Delta T_1$  bis zum Rücksetzen des D-Flipflops 62 einzuhalten, wobei dies aber dem Tastgrad des Transistors 29 entspricht. Die Wirkung ist dadurch die gleiche wie während der positiven Netzhalbperiode. In gleicher Weise wie bei der positiven Halbperiode, jedoch mit umgekehrten Vorzeichen, lässt sich nun auch der negative Netzstrom mit

5 Hilfe der eingestellten Schaltschwelle steuern, so dass ein vorteilhafter Netzstromverlauf erreicht werden kann.

Der zeitliche Verlauf der Referenzwerte 72 und 82 wird vom Mikroprozessor so eingestellt, dass sich einerseits ein sinusähnlicher Verlauf des Netzstromes wie in Fig. 7 gezeigt ergibt, andererseits die Ausgangsspannung am Wandler 2 im Mittel die

10 gewünschte Ausgangsspannung von 400 V erreicht. Dazu wird über eine nicht gezeigte Verbindung dem Mikroprozessor eine Messung der Ausgangsspannung des Wandlers 2 zugeführt. Die Synchronisation mit der Netzfrequenz erfolgt mit Hilfe des Signals der Erkennungsschaltung 45.

15

20

## PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltkreis (1) mit einem Wandler (2) zum Umwandeln einer Wechselspannung in eine Gleichspannung, der eine Diodenhalbbrücke (8) mit zwei Dioden (21, 26) und einen ersten Mittelabgriff (9), eine Schalterhalbbrücke (10) mit zwei Schaltern (24, 29) und einen zweiten Mittelabgriff (11), eine Hochfrequenzdrossel (18) und zwei Anschlüsse (12, 15) in Reihe zu der Hochfrequenzdrossel (18) und zum Anschließen an eine Netzspannungsquelle (7) zwischen den beiden Mittelabgriffen (9, 11) aufweist, wobei eine erste Gleichstromschiene (20) mittels einer ersten Diode (21) der Diodenhalbbrücke (8) und einer elektrisch leitfähigen Verbindung (22) mit dem ersten Mittelabgriff (9) und mittels eines ersten Schalters (24) der Schalterhalbbrücke (10) und einer elektrisch leitfähigen Verbindung (27) mit dem zweiten Mittelabgriff (11) und eine zweite Gleichstromschiene (25) mittels einer zweiten Diode (26) der Diodenhalbbrücke (8) und einer elektrisch leitfähigen Verbindung (28) mit dem ersten Mittelabgriff (9) und mittels eines zweiten Schalters (29) der Schalterhalbbrücke (10) und einer elektrisch leitfähigen Verbindung (27) mit dem zweiten Mittelabgriff (11) verbunden ist,
15. dadurch gekennzeichnet,
- dass der Wandler (2) einen zweiten Wandler (3) zum Umwandeln der Wechselspannung in eine zweite Gleichspannung aufweist.
2. Schaltkreis nach Anspruch 1,
20. dadurch gekennzeichnet,
- dass die Netzspannungsquelle 7, ein Eingang (52, 53) des Wandlers (3) und die Hochfrequenzdrossel (18) eine Reihenschaltung bilden.

3. Schaltkreis nach Anspruch 1 und / oder 2,

dadurch gekennzeichnet,

dass der Wandler (3) eine frequenzabhängige Energieübertragung aufweist.

5 4. Schaltkreis nach Anspruch 1-3,

dadurch gekennzeichnet,

dass der Wandler (3) zwischen der Hochfrequenzdrossel (18) und der Netzspannungsquelle (7) angeordnet ist.

10 5. Schaltkreis nach Anspruch 1-4,

dadurch gekennzeichnet,

dass der Wandler (2, 3) einen Transformator (17) aufweist.

6. Schaltkreis nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche

15 1 - 5,

dadurch gekennzeichnet,

dass der Wandler (2, 3) einen Resonanzkondensator (19) aufweist.

7. Schaltkreis nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche

20 1 - 6,

dadurch gekennzeichnet,

dass der Wandler (2, 3) einen Eingangskondensator (14) aufweist.

8. Schaltkreis nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche

25 1 - 7,

dadurch gekennzeichnet,

dass der Wandler (2, 3) eine Steuerung (5) aufweist.

9. Schaltkreis nach Anspruch 8,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Spannung an dem Eingangskondensator (14) von der Steuerung mittels einer Tastgradbegrenzung der Schalter (24) und (29) begrenzt ist.

5

10. Stromversorgungssystem mit einem Schaltkreis (1) nach einem der vorhergehenden Ansprüche 1 – 9.

11. Videoprojektionssystem mit einem Stromversorgungssystem nach Anspruch 10.

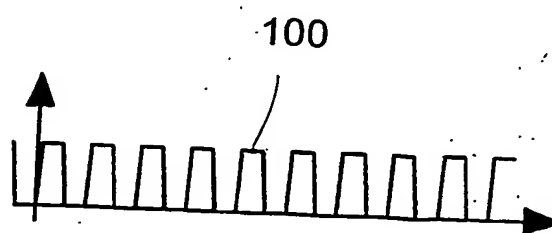
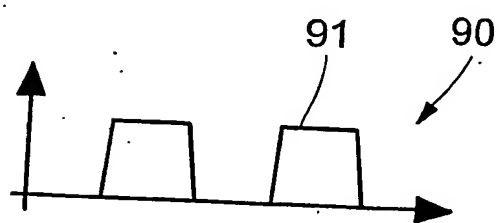
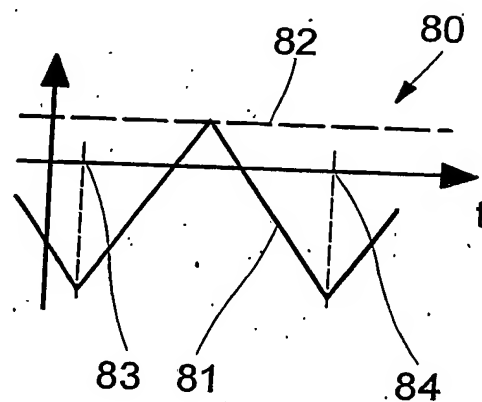
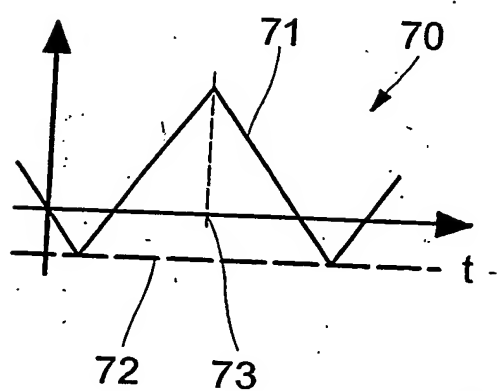
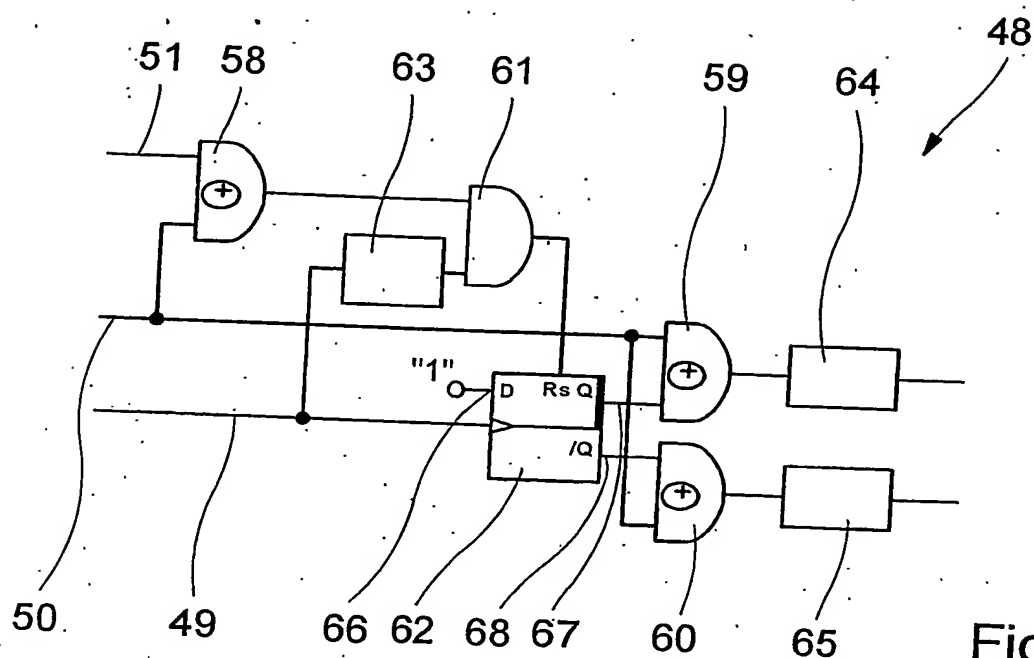
10

12. Gerät der Büro- oder Unterhaltungselektronik mit einem Stromversorgungssystem nach Anspruch 10.

15



2 / 3





3 / 3

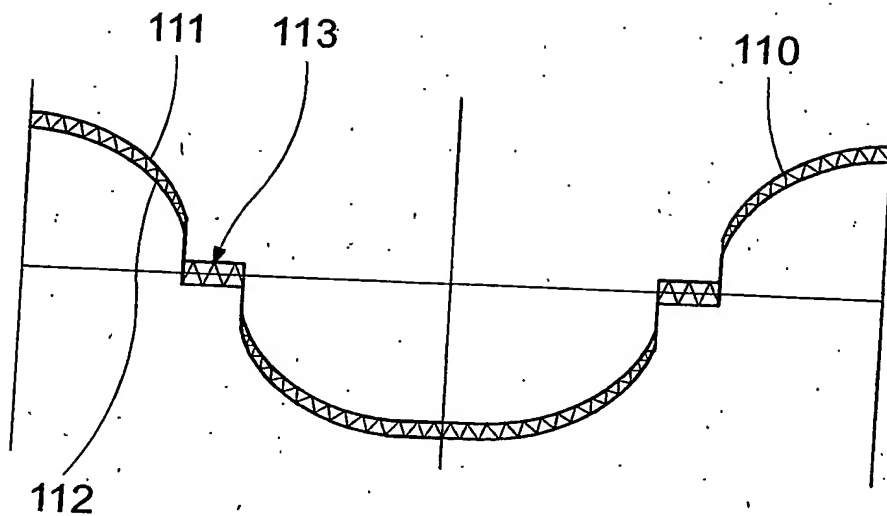


Fig. 7

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**